

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

子計畫六：開關式磁阻馬達無軸承控制研究

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC93-2213-E-032-030-

執行期間：93 年 08 月 01 日至 94 年 07 月 31 日

執行單位：淡江大學機械與機電工程學系

計畫主持人：楊勝明

計畫參與人員：林逢傑, 劉威廷

報告類型：精簡報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 9 月 15 日

總計畫：開關式磁阻馬達之設計、驅動、控制改善及前瞻技術開發

子計畫六：開關式磁阻馬達無軸承控制研究

Development of a Bearingless Switched Reluctance Motor Drives

計畫編號：NSC 93-2213-E-032-030

執行期限：93 年 8 月 1 日至 94 年 7 月 31 日

主持人：楊勝明 教授 淡江大學機械與機電工程系

一、摘要

開關式磁阻馬達運轉時除了會產生磁阻轉矩使轉子與定子極對正外，亦會產生相當大施加於轉軸的徑向力。由先前的研究知道藉由適當地分配各定子極電流便可以控制轉矩與徑向力之大小與方向，因此，經由調節各極的電流可以使馬達所產生的徑向力正好抵消轉軸所受的外力，如此不僅可以用於消除馬達的震動，甚至可進一步使轉子在沒有軸承的狀況下即可維持在氣隙之中心位置同時以正常速度運轉。本計畫的主要目的即是在研究開發此一無軸承之開關磁阻馬達的技術，利用控制定子與轉子凸極之間的吸引力，除了使馬達旋轉外，並產生控制的徑向將轉子平衡於氣隙的中心，因此轉子僅一邊需要軸承以限制軸向位置，另一邊可懸浮於氣隙。研究內容包括 12/8 極馬達的徑向力分析與建模，旋轉與轉子磁浮控制法則設計，控制與驅動器設計製作，實驗系統製作與驗證。

關鍵詞：開關式磁阻馬達，自軸承控制，徑向力控制

Abstract-When a switched reluctance motor is excited the alignment force between the stator and the rotor poles can be separated into rotational torque and radial force components. It has been found in the previous research that the motor torque and radial force can be manipulated via control of stator pole currents. Therefore, by proper distribution of the pole currents the radial force can be controlled to counterbalance the external shaft force. Consequently, through radial force control the rotor can be controlled to position near the center of the air gap when the rotor does not have a rotational bearing. The objective of this project is to develop such a self-bearing SRM drive. The rotor needs only one bearing for rotation and to constrain its axial position, the other side is balanced with radial force. The torque and radial force properties of a 3-phase 12/8 SRM are analyzed and modeled with finite-element software. Motor torque, radial force, and rotor suspension control strategies are developed and verified experimentally.

Keywords: switched reluctance motor, self-bearing control, radial force control.

二、背景與研究目的

由於開關式磁阻馬達(SRM)具有雙凸極結構使其可以做徑向力的控制，此特性除了可以用來抑制馬達震動外[1]，亦可用來做所謂的無軸承或自軸承控制(Self-bearing control)。以 12/8 磁阻馬達為例，同時激磁相差 90 度的 4 個極所以產生的

徑向力除了與氣隙大小相關外，亦為激磁電流的函數。因此若能找出正確的激磁電流組合，則可以使馬達除了產生轉矩，亦可以產生任意方向與大小的徑向力。

若經由適當的控制法則及高速的控制迴路，使馬達所產生的徑向力可以恰好並即時地抵消轉軸所受到的力量，包括重力與外擾，則不僅可用於降低 SRM 震動，甚至可進一步產生磁浮力使轉子在只有一邊有軸承的狀況下即可維持在軸心的位置旋轉。如此，將馬達與軸承之功能合而為一，即所謂自軸承(Self-bearing)或無軸承(Bearingless)的馬達。本計畫的主旨即在探討此一具前瞻性、高難度之開關式磁阻馬達的應用技術。

目前關於磁阻馬達徑向力之研究大多針對震動的原因以 FEA 分析[2-3]，這些文獻分析了氣隙變化對徑向力之影響，轉子偏心時轉子角度改變徑向力之變化，與電流變化對徑向力之影響，但並未探討徑向力控制的問題。不過在磁浮的研究領域則有磁阻馬達徑向力控制應用的論文提出[4-6]，這些文獻皆以 12/8 極 SRM 做為對象，其線圈分成主副兩線圈，主線圈用以控制力矩，副線圈用以控制徑向力。文獻[4]以向量控制法則與解耦控制法則使同時控制力矩與徑向力，[5]說明了氣隙變化對於徑向力及其控制之影響，[6]分析漏磁通與飽和對徑向力之影響。

本計畫的主要目的是研製一利用控制 12/8 極 SRM 所產生的徑向力使馬達轉子只需一邊有軸承另一邊磁浮即可旋轉的技術，為三年的計畫，本年度為第一年，完成的主要項目如下：

- 1) 12/8 極開關式磁阻馬達之徑向力分析與模擬，建立數學模式。
- 2) 設計徑向力與轉矩解耦控制法則。
- 3) 定子極的電流控制，轉換器設計、製作，實驗機台設計、製作，徑向力性能驗證。

研究成果說明如下。

三、SRM 之轉矩與徑向力分析

圖 1 為一個定子 12 極、轉子 8 極的典型的三相開關式磁阻馬達的結構圖，其主要的電氣規格如附錄一所示。圖中 θ_r 則為轉子的角度； $\theta_r = 0^\circ$ 為完全對正狀態(Aligned)， $\theta_r = 22.5^\circ$ 則為完全不

對正狀態(Unaligned)。在線圈結構上，每一相的四個線圈必須可以獨立激磁，以達到徑向力控制的目的。

圖 1 中假設 A 相四極的激磁電流分別為 i_{A1} 、 i_{A2} 、 i_{A3} 與 i_{A4} ，首先分析單極所產生的轉矩與徑向力。圖 2 為磁阻馬達 A1 極的結構圖，圖中畫出定轉子之間所產生的磁通，其中除了定轉子面積重疊部分的主要磁通外，尚有 Fringing 磁通部分，因此單極的大約電感 L_A 可由下式求得[7]

$$L_A = \frac{\mu_0 N^2 DR}{g} (\theta_o + K_{fr}) \quad (1)$$

上式之 μ_0 為真空的導磁係數， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ， g 為轉子平衡時的氣隙， N 為線圈匝數， i 激磁電流， K_{fr} 為 Fringing 電感常數，為一未知數， θ_o 為定轉子重疊面積之角度， θ_{uo} 為定轉子未重疊面積之角度， D 為馬達疊積厚度， R 為馬達轉子半徑。由於定子與轉子並不在對正的位置，所以除了徑向力之外亦會產生轉矩。假設馬達的氣隙固定不變，在固定的轉子角度下，吸引力 F_{A1} 的變化為

$$F_{A1} = K_F i_{A1}^2 \quad (2)$$

上式之 $K_F = \frac{L_A}{4g}$ 。由式(2)知吸引力與電流平方成正比，與氣隙平方成反比，所以當氣隙固定時，電流越大吸引力越大。當馬達定子凸極與轉子凸極不對正的情況下，吸引力大小也會隨轉角改變。

由圖 2 的吸引力分解圖中可知當定轉子凸極不對正時，磁極所產生的吸引力可以分解為 $A1_X$ 與 $A1_Y$ 兩個方向的徑向力與轉矩

$$F_{A1_X} = F_{A1} \cos \theta_\phi \quad (3)$$

$$F_{A1_Y} = F_{A1} \sin \theta_\phi \quad (4)$$

$$T_{A1} = F_{A1} \cos(\theta_\phi - \theta_p) R \quad (5)$$

其中 θ_ϕ 如下所示，而 θ_p 由 FEA 計算如圖 3 所示。

$$\theta_\phi = 90^\circ + \frac{\theta_{uo}}{\theta_o + K_{fr}} K_{ang} \quad (6)$$

以上分析為單極激磁時吸引力之變化，而 SRM 運作時一般會激磁兩個以上的磁極，兩磁極間產生互感的影響，因此式(2)與(5)必須修正以加入互感對吸引力及轉矩的影響[8]，表示如下

$$F_{A1} = K_F (i_{A1}^2 + K_{mA} i_{A1} i_{A2}) \quad (7)$$

$$T_{A1} = K_F \cos(\theta_\phi - \theta_p) R (i_{A1}^2 + i_{A2}^2 + 2K_{mA} i_{A1} i_{A2}) \quad (8)$$

其中 K_{mA} 為互感常數。當 A 相四極同時激磁時所產生之轉矩可表為

$$T_A = 4K_F \cos(\theta_\phi - \theta_p) R (I + K_{mA}) i_T^2 \quad (9)$$

其中 $i_T^2 = i_{A1}^2 + i_{A2}^2 + i_{A3}^2 + i_{A4}^2$ 。若考慮整個馬達之 12 極皆激磁，並以矩陣表示馬達的轉矩及徑向力如下

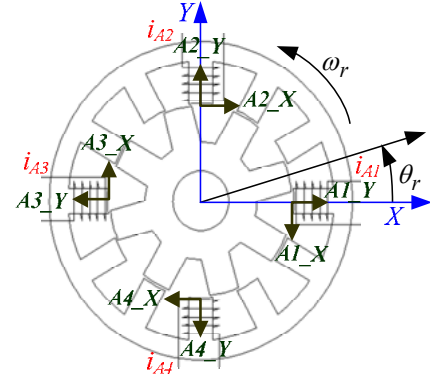


圖 1、12/8 極 SRM 結構圖

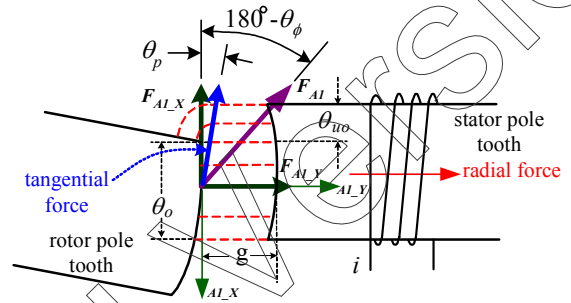


圖 2、12/8 極 SRM 之 A1 單極結構

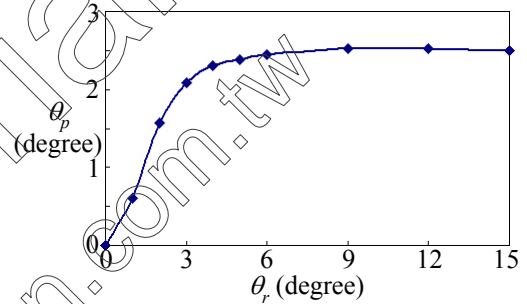


圖 3、 θ_p 與 θ_r 之關係曲線圖

$$\begin{bmatrix} F_X \\ F_Y \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{K}_{X_A} & \bar{K}_{X_B} & \bar{K}_{X_C} \\ \bar{K}_{Y_A} & \bar{K}_{Y_B} & \bar{K}_{Y_C} \\ \bar{K}_{T_A} & \bar{K}_{T_B} & \bar{K}_{T_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_A \\ \bar{I}_B \\ \bar{I}_C \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中 F_X 與 F_Y 分別為 X 與 Y 方向之徑向力總和， T 為轉矩， \bar{K} 矩陣為馬達之參數隨轉子角度改變，可參考附錄二。電流向量可表示如下

$$\bar{I}_P = \begin{bmatrix} i_{P1}^2 + K_{mp} i_{P1} \cdot i(P4 \text{ or } P2) \\ i_{P2}^2 + K_{mp} i_{P2} \cdot i(P1 \text{ or } P3) \\ i_{P3}^2 + K_{mp} i_{P3} \cdot i(P2 \text{ or } P4) \\ i_{P4}^2 + K_{mp} i_{P4} \cdot i(P3 \text{ or } P1) \end{bmatrix}, \text{ where } P=A,B,C \quad (11)$$

透過式(10)可以計算出馬達磁極電流或轉矩及徑向力。式(10)有 12 電流為未知數，但是只有三個已知數 F_X 、 F_Y 和 T ，如此將產生無限多組的電流組合。下節將提出適當的方法限制電流使上式可以得到唯一解。

四、徑向力產生方法

本實驗室於先前之研究曾提出一控制法則，以弦波法則分配單相四極之電流，以達到產生期望徑向力與轉矩之目的[1]，此一方法可以有效的達到期望之轉矩及徑向力，但由於單極之激磁電流中同時包含徑向力與轉矩電流之變化，因此計算之模式較不易理解。本計畫提出一新的徑向力產生方法，以六極激磁之方式，使徑向力與轉矩之計算可以解耦並各自獨立。

觀察圖 4，在任一轉子位置時三相電感的變化可分別定義為電感上升相、電感下降相及低電感相，而六極控制法則則是以電感上升相的四極激磁產生轉矩，而以電感下降相的其中兩極激磁產生徑向力。以圖 5 為例，其中 F^* 為期望之徑向力向量，在此轉角下，A 相為電感上升相，B 相為電感下降相，C 相為低電感相。 $A1 \sim A4$ 極激磁相同的電流，以產生期望之轉矩，而 $B1$ 與 $B2$ 極則激磁用以產生期望之徑向力，但是 $B1$ 與 $B2$ 兩極除產生徑向力外亦產生負轉矩，此負轉矩必須補償。產生徑向力的兩極(電感下降相)選擇可以由下式及表 1 決定：

$$Q_{cos} = \cos(\angle F^* - \theta_\phi - \theta_{\text{offset}}) \quad (12)$$

$$Q_{sin} = \sin(\angle F^* - \theta_\phi - \theta_{\text{offset}}) \quad (13)$$

確定所要激磁的六個磁極後，即可以計算各極電流命令，其中假設 α 為力矩相而 β 為徑向力相，而力矩電流命令為 i_T^* ，兩極徑向力電流命令為 i_{F1}^* 與 i_{F2}^* 。

經由以上的激磁法則，式(10)可簡化為一 3X3 之矩陣模式如下

$$\begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \\ T^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & \cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \\ 0 & -\cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \\ 4\cos(\theta_{\phi\alpha} - \theta_{P\alpha})R & -\cos(\theta_{\phi\beta} - \theta_{P\beta})R & -\cos(\theta_{\phi\gamma} - \theta_{P\gamma})R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{F\alpha}(I + K_{m\alpha})i_T^{*2} \\ K_{F\beta}(i_{F1}^{*2} + K_{m\beta}i_{F2}^{*2}) \\ K_{F\gamma}(i_{F2}^{*2} + K_{m\gamma}i_{F1}^{*2}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中 $\theta_{\phi\alpha}$ 、 $\theta_{P\alpha}$ 與 $\theta_{\phi\beta}$ 、 $\theta_{P\beta}$ 是 θ_ϕ 與 θ_P 分別屬於 α 相與 β 相。而 F_x^* 、 F_y^* 與 T^* 為期望之徑向力分量及轉矩。式(14)中的轉矩及徑向力模式可以分解如下

$$\begin{bmatrix} F_x^* \\ F_y^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & \cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \\ -\cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{F\beta}(i_{F1}^{*2} + K_{m\beta}i_{F2}^{*2}) \\ K_{F\beta}(i_{F2}^{*2} + K_{m\beta}i_{F1}^{*2}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$T^* = R \left[4\cos(\theta_{\phi\alpha} - \theta_{P\alpha}) - \cos(\theta_{\phi\beta} - \theta_{P\beta}) \right] \begin{bmatrix} K_{F\alpha}(I + K_{m\alpha})i_T^* \\ K_{F\beta}(i_{F1}^{*2} + i_{F2}^{*2} + 2K_{m\beta}i_{F1}^*i_{F2}^*) \end{bmatrix} \quad (16)$$

將式(15)以反矩陣運算可得

$$\begin{bmatrix} i_{F1}^{*2} + K_{m\beta}i_{F2}^*i_{F1}^* \\ i_{F2}^{*2} + K_{m\beta}i_{F1}^*i_{F2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & -\cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \\ \cos(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) & \sin(\theta_{\phi\beta} + \theta_{\text{offset}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{F_x^*}{K_{F\beta}} \\ \frac{F_y^*}{K_{F\beta}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

利用上式即可由 F_x^* 與 F_y^* 力量命令求 i_{F1}^* 與 i_{F2}^* 。

因為徑向力由電感下降相的兩個磁極產生，因此同時會產生負轉矩，此負轉矩可以由電感上

升相的轉矩電流補償。將式(16)進一步計算，可以得到轉矩補償電流如下

$$\Delta i_T^* = \sqrt{\frac{K_{F\beta} \cdot \cos(\theta_{\phi\beta} - \theta_{P\beta}) (i_{F1}^{*2} + i_{F2}^{*2} + K_{m\beta}i_{F1}^*i_{F2}^*)}{4K_{F\alpha} \cdot \cos(\theta_{\phi\alpha} - \theta_{P\alpha}) (I + K_{m\alpha})}} \quad (18)$$

以上計算產生徑向力電流命令及補償電流之過程可以由圖 6 方塊圖說明。

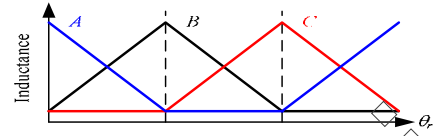


圖 4、12/8 極 SRM 之理想電感曲線

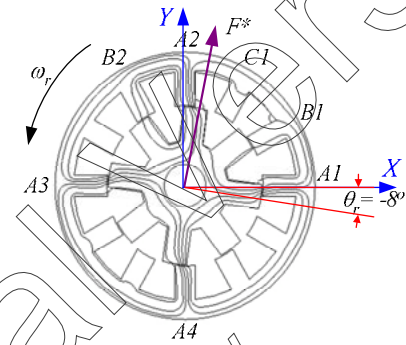


圖 5、A 相與 B1、B2 極激磁時之磁通分佈圖

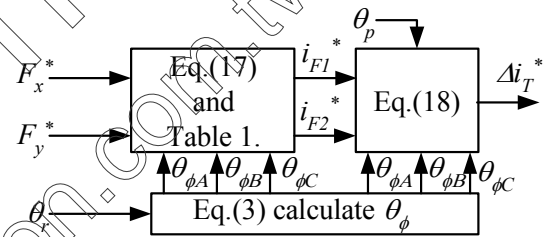


圖 6、徑向力電流命令及轉矩補償電流 Δi_T^* 計算方塊圖

表 1、徑向力激磁極選擇表

Eq.(12)(13)	conduction phase	energizing poles
$Q_{cos} > 0, Q_{sin} > 0$	A	B1, B2
	B	C1, C2
	C	A1, A2
$Q_{cos} < 0, Q_{sin} > 0$	A	B2, B3
	B	C2, C3
	C	A2, A3
$Q_{cos} < 0, Q_{sin} < 0$	A	B3, B4
	B	C3, C4
	C	A3, A4
$Q_{cos} > 0, Q_{sin} < 0$	A	B4, B1
	B	C4, C1
	C	A4, A1

五、FEA 分析結果

圖 7 顯示在不同的 F^* 下，以式(17)計算的電流後再以 FEA 計算徑向力之結果。圖 7(a) 顯示

$|F^*|$ 分別為 10N、20N 與 30N， $\angle F^*$ 由 0 度轉 360 度，轉子角度設定為 0 度。圖 7(b)固定 $|F^*|=15\text{N}$ ，改變轉子角度 θ_r 分別為 0°、7°和 14°。圖 7(c)為 $|F^*|=10\text{N}$ 時， $i_{A1}\sim i_{A4}$ 之電流波形。圖 7(d)則為在圖 7(a)之條件下，電流 i_{A3} 的變化。圖 7(e)則為圖 7(b)之條件下，電流 i_{A3} 的變化。以上的計算結果顯示徑向力隨著徑向力角度的變化形成一個圓形，亦即透過式(17)可以有效的求得所需的徑向力電流命令。

圖 8 顯示以 FEA 驗證式(18)補償轉矩之結果。使用圖 7(b)之條件，首先以式(18)可以計算 C 相轉矩補償電流，結果如圖 8(a)所示，圖 8(b)則為未補償前 A 相徑向力電流所產生之負轉矩，圖 8(c)則是使用圖 8(a)之電流補償後之負轉矩。觀察以上結果可知馬達產生的負轉矩明顯的減少，證明式(18)可以有效的補償轉矩。

圖 9 以 FEA 驗證轉矩電流激磁時對徑向力輸出之影響。其中 $|F^*|=15\text{N}$ ， $\angle F^*$ 由 0 度旋轉至 360 度， θ_r 固定為 7°，另外設定 i_T^* 分別為 1A、2A 與 3A。由此圖可知 A 相徑向力之輸出為完整的圓，並沒有因為 C 相轉矩電流而變形，即徑向力與轉矩在六極同時激磁的模式下並沒有明顯的互相影響。

六、實驗結果

圖 10 顯示整個 SRM 的控制系統架構，轉速控制、電流控制與換相器與傳統控制方式相同，徑向力命令由計算產生，但將來將由轉子之徑向位置控制器產生以作無軸承控制。依據轉子角度判斷必須激磁之兩個電感下降相磁極，接著計算徑向力電流命令與轉矩補償電流命令，轉矩補償電流則與轉矩控制之電流命令相加，最後由換相器決定所有 12 極的電流命令(僅 6 極有值，其餘 6 極命令為零)。

12/8 極 SRM 原本只需 3 相驅動電路，但因為徑向力控制的關係必須使每一極線圈獨立做電流控制，所以驅動器必須要有 12 組電流控制迴路，由於每組驅動器均並聯到 Bus 電源，使電源必須承受原來四倍的電流。由附錄一知馬達每一線圈的額定電流為 3A，Bus 則由一電流限制為 30A 的電源供應器提供。

又由於必需同時控制 12 極電流與徑向力命令與速度控制等，所需的計算並非一般 DSP 可以負荷。本實驗使用 TMS320F2812 DSP 作為控制核心，此 DSP 的最高處理速度為 150 MHz，可在 18kHz 的中斷頻率內同時讀入 12 極的電流回授信號，並依照速度控制所產生的電流命令做磁滯型的電流控制，還可依不同的徑向力需要產生所需的電流命令激磁馬達線圈。

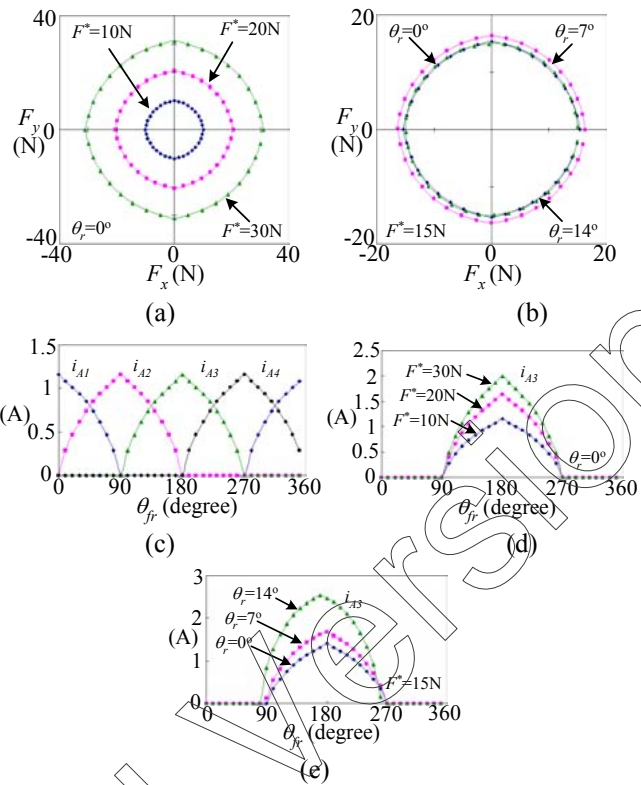


圖 7、FEA 模擬結果(a) $|F^*|=10\text{N}\sim 30\text{N}$, $\theta_r=0^\circ$, (b) $|F^*|=15\text{N}$, $\theta_r=0^\circ, 7^\circ, 14^\circ$, (c) $i_{A1}\sim i_{A4}$, 當 $|F^*|=10\text{N}$, $\angle F^*$ 由 0 到 360°, (d) i_{A3} for (a), (e) i_{A3} for (b)

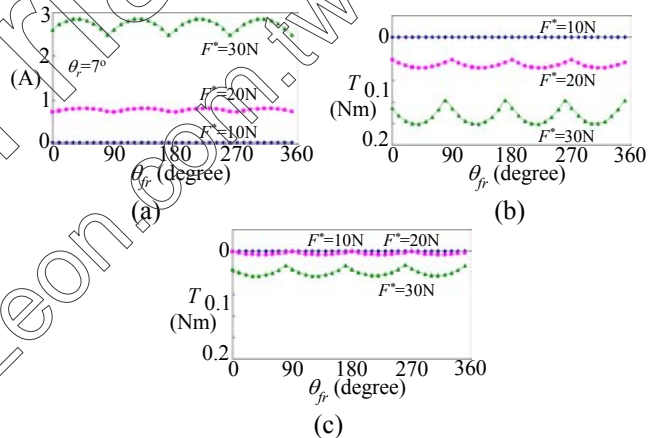


圖 8、FEA 模擬結果(a)補償之轉矩電流 Δi_T^* , (b) 當 $|F^*|=15\text{N}$, $\angle F^*$ 由 0 到 360°, $\theta_r=0^\circ, 7^\circ, 14^\circ$ 時所產生之負轉矩, (c)使用(a)補償後之轉矩

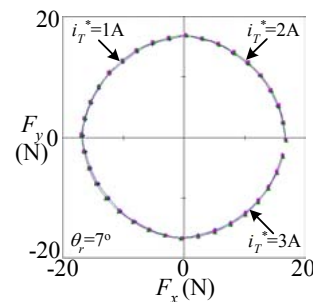


圖 9、轉矩電流對徑向力之影響，當 $|F^*|=15\text{N}$ ， $\angle F^*$ 由 0 到 360°， $\theta_r=7^\circ$ ， $i_T^*=1\text{A}$ 、2A 與 3A。

實驗驗證用的 12/8 極 SRM 是以 Ansoft 之 RMexp 與 EM2D 軟體設計，然後委託廠商製作。額定電壓為 40 VAC，額定電流為 3 A，額定轉速為 500 rpm。圖 11 為馬達的實驗機台，此實驗設備有上下兩個平台，上方平台擺放測試之磁阻馬達，下方平台則置放應變規，馬達上方以連軸器連接另一馬達作為負載，實驗中主要以 4 個應變規來量測馬達的徑向力，其結構如放大圖所示。

測試時，控制程式直接產生徑向力命令： F_x^* 與 F_y^* ，部分實驗結果如圖 12 與圖 13 所示。圖 12(a) 與 (b) 分別為轉子偏離 A 相對正位置 8 度，徑向力大小命令 4N 並以 4Hz 旋轉時，應變規所量測之徑向力與相對應的 A 相電流波形，觀察此結果可以發現馬達在靜止時產生的徑向力與命令值相當近，力量誤差相當小。圖 13 則顯示轉速為 400rpm，徑向力命令亦為 5N 並以 4Hz 旋轉時，應變規所量測到的徑向力及 A 相 4 極的電流波形。觀察圖 13(b) 的波形可以看出電流為脈衝狀，此由轉矩控制所產生，在電感下降時則亦有 4Hz 之弦波脈衝，此為產生徑向力之電流。又圖 13(a) 顯示產生的徑向力較粗糙，其原因是馬達旋轉時實驗機構剛性不足導致轉子震動所致。

七、結論

本年度的實驗以驗證徑向力控制法則為主，尚未做到無軸承控制。由 FEA 計算與實驗的結果顯示本文提出的馬達模式以及 6 極激磁法則的確可以同時產生可以控制的馬達轉矩與徑向力。馬達在靜止時產生的徑向力相當平滑且正確；以 400rpm 旋轉時產生的徑向力雖較粗糙但依然可以明顯看出徑向力的形狀。轉動時結果會變差的主要原因在實驗機構的精度及剛性不足所致。

計畫成果自評：

本年度的研究完成了徑向力控制法則設計、實驗系統製作、以及初步控制法則的實驗驗證，基本上已完成了所有預期的研究目標。此外，這一年度共撰寫了國外 2 篇[1,9]、國內 3 篇[10-12] 與本計畫相關的研討會論文，及一個申請中的專利。

在人員的培育方面，本年度有 2 位參與本計畫的碩士班學生畢業，這些學生都具有機電整合設計與實作之能力，熟習與電機控制及自動控制相關之理論；同時，也都熟悉馬達設計套裝軟體，可以做一些初步馬達或電磁機構的有限元素軟體分析。

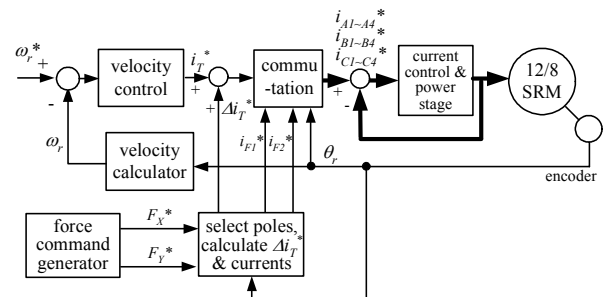


圖 10、控制系統方塊圖

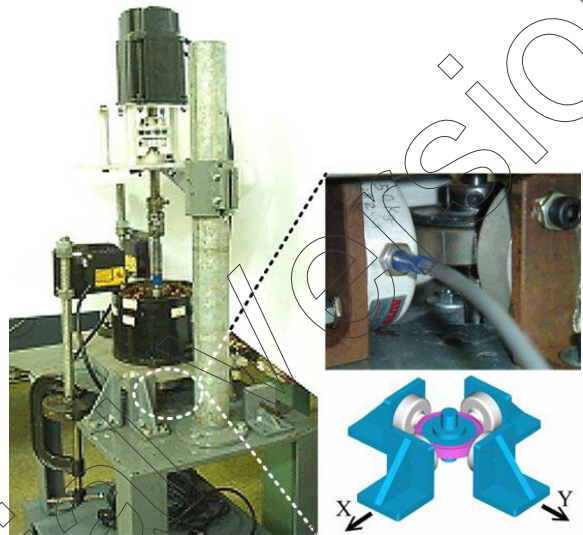


圖 11、實驗系統

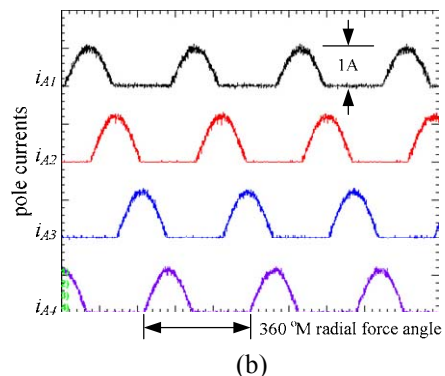
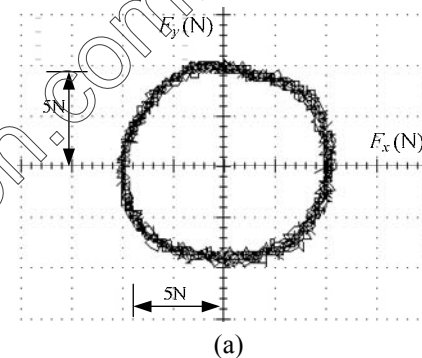


圖 12、馬達轉角 8°，徑向力大小命令 4N 並以 4Hz 旋轉時量測的：(a) 徑向力，(b) 電流

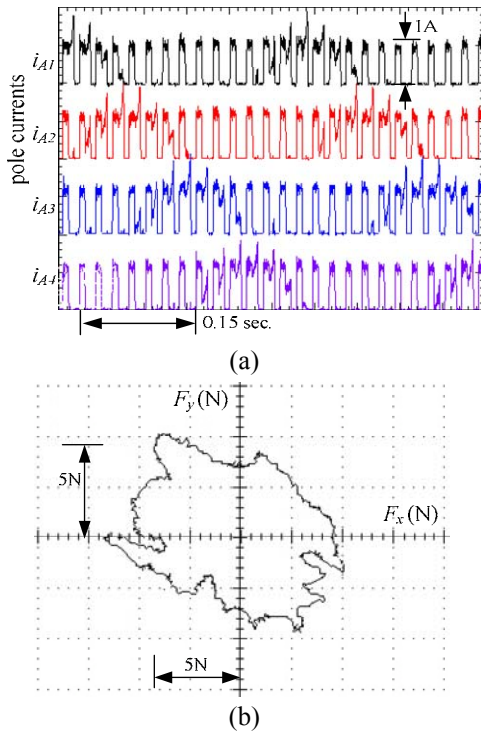


圖 13、轉速為 400rpm，徑向力大小命令 5N 並以 4Hz 旋轉時量測的：(a) 徑向力，(b) 電流

附錄一

12/8 極, 100watt, 40 volts, 3 A, 500 rpm

定子電阻：0.62 ohm

不對正位置之電感：2.5 mH

對正位置之電感：12 mH

附錄二

$$\begin{aligned}\bar{K}_{X_A} &= K_{FA} [\sin(\theta_{\phi A}) \cos(\theta_{\phi A}) - \sin(\theta_{\phi A}) - \cos(\theta_{\phi A})] \\ \bar{K}_{Y_A} &= K_{FA} [-\cos(\theta_{\phi A}) \sin(\theta_{\phi A}) \cos(\theta_{\phi A}) - \sin(\theta_{\phi A})] \\ \bar{K}_{T_A} &= K_{FA} [\cos(\theta_{\phi A} - \theta_{pA}) \cos(\theta_{\phi A} - \theta_{pA}) \cos(\theta_{\phi A} - \theta_{pA}) \cos(\theta_{\phi A} - \theta_{pA})] R \\ \bar{K}_{X_B} &= K_{FB} [\sin(\theta_{\phi B} + 30) \cos(\theta_{\phi B} + 30) - \sin(\theta_{\phi B} + 30) - \cos(\theta_{\phi B} + 30)] \\ \bar{K}_{Y_B} &= K_{FB} [-\cos(\theta_{\phi B} + 30) \sin(\theta_{\phi B} + 30) \cos(\theta_{\phi B} + 30) - \sin(\theta_{\phi B} + 30)] \\ \bar{K}_{T_B} &= K_{FB} [\cos(\theta_{\phi B} - \theta_{pB}) \cos(\theta_{\phi B} - \theta_{pB}) \cos(\theta_{\phi B} - \theta_{pB}) \cos(\theta_{\phi B} - \theta_{pB})] R \\ \bar{K}_{X_C} &= K_{FC} [\sin(\theta_{\phi C} + 60) \cos(\theta_{\phi C} + 60) - \sin(\theta_{\phi C} + 60) - \cos(\theta_{\phi C} + 60)] \\ \bar{K}_{Y_C} &= K_{FC} [-\cos(\theta_{\phi C} + 60) \sin(\theta_{\phi C} + 60) \cos(\theta_{\phi C} + 60) - \sin(\theta_{\phi C} + 60)] \\ \bar{K}_{T_C} &= K_{FC} [\cos(\theta_{\phi C} - \theta_{pC}) \cos(\theta_{\phi C} - \theta_{pC}) \cos(\theta_{\phi C} - \theta_{pC}) \cos(\theta_{\phi C} - \theta_{pC})] R \\ K_{FA} &= L_A / 4g, K_{FB} = L_B / 4g, K_{FC} = L_C / 4g\end{aligned}$$

參考文獻

- [1] F.C. Lin, S. M. Yang, Oct. 2004, "Instantaneous Shaft Radial Force Control with Sinusoidal Excitations for Switched Reluctance Motors", IEEE IAS Annual Meeting, Seattle, USA, pp. 424-430.
- [2] N.R. Garrigan, W. L. Soong, C. M. Stephens, A. Storque, and T.A. Lipo, "Radial Force Characteristics of a Switched Reluctance Machine", IEEE IAS Annual Meeting, Vol.4, 1999, pp.2250-2258.
- [3] I. Husain, A. Radun, and J. Nairus, "Unbalanced Force Calculation in Switched Reluctance Machines", IEEE. Trans. on Magnetics, vol. 36, Jan. 2000, pp. 330-338.

- [4] C. Michioka, T. Sakamoto, O. Ichikawa, A. Chiba, and T. Fukao, "A Decoupling Control Method of Reluctance-Type Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation", IEEE IAS Annual Meeting, Vol.1, Oct 1995, pp.405-411.
- [5] M. Takemoto, H. Suzuki, A. Chiba, T. Fukao, and M. A. Rahman, "Improved Analysis of a Bearingless Switched Reluctance Motor", IEEE. Trans. on Ind. Applicat., Vol.37, Jan./Feb. 2001, pp. 26-34.
- [6] M. Takemoto, A. Chiba, H. Akagi, and T. Fukao "Radial Force and Torque of a Bearingless Switched Reluctance Motor Operating in a Region of Magnetic Saturation", IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 1, 2002, pp. 35-42.
- [7] G. R. Slemon, "Electric Machines and Drives", Addison Wesley, 1992.
- [8] B. S. Guru and H. R. Hiziroglu, *Electric Machinery & Transformers*, Oxford, 1995.
- [9] W.T. Liu, and S.M. Yang, Oct. 2005, "Modeling and Control of a Self-Bearing Switched Reluctance Motor", IEEE-IAS, 2005 Annual Meeting, Hong Kong.
- [10] 劉威廷、林逢傑、楊勝明，2004 年 9 月，"利用轉軸徑向力控制以消除開關式磁阻馬達之換相轉矩漣波"，2004 第三屆台灣電力電子研討會，國立台灣科技大學，pp. 359-364.
- [11] 劉威廷、林逢傑、楊勝明，2004 年 11 月，"使用磁阻馬達模式矩陣做徑向力控制以消除換相轉矩漣波及震動"，第二十五屆電力工程研討會，國立成功大學，pp. 902-907.
- [12] F.C. Lin, and S.M. Yang, Nov. 2005, "An Approach to Produce Controlled Radial Force in Switched Reluctance Motor", 第二十六屆電力工程研討會，投稿中。